



KOREAN PATENT ABSTRACTS(KR)

Document Code:A

(11) Publication No.1020020049358 (43) Publication Date. 20020626

(21) Application No.1020000078515 (22) Application Date. 20001219

(51) IPC Code:

H04B 7/02

(71) Applicant:

LG ELECTRONICS INC.

(72) Inventor:

SIM, DONG HUI

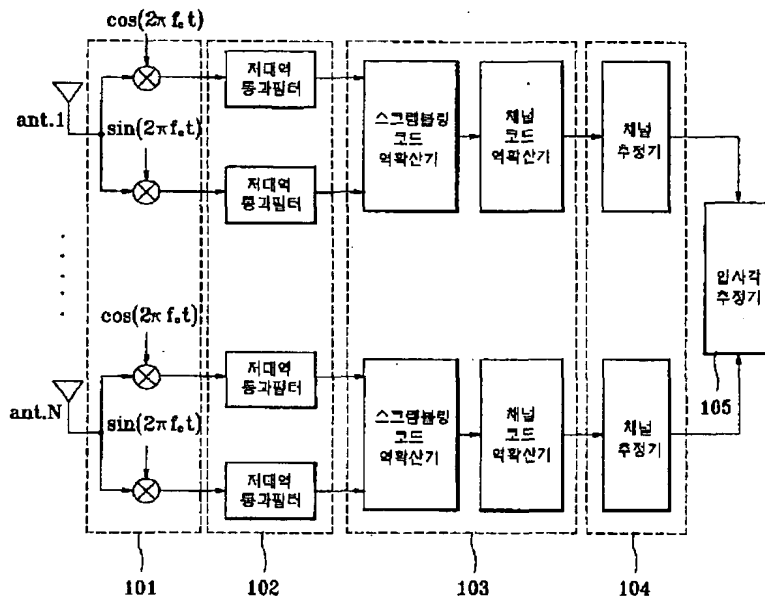
(30) Priority:

(54) Title of Invention

BEAM FORMING METHOD IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM USING
ADAPTIVE ANTENNA ARRAY

Representative drawing

(57) Abstract:



PURPOSE: A beam forming method in a mobile communication system using an adaptive antenna array is provided to form an optimum beam reflecting a changing communication channel environment by estimating channel information and a launch angle of a desired signal and also estimating a weight vector to form a beam in an adaptive antenna array system by using the channel information and the launch angle.

CONSTITUTION: A frequency down converter(101) converts a received signal to a baseband signal. A low pass filter(102) filters a high frequency band signal among the baseband signal. A despreader(103) multiplies codes(channelization code, scrambling code) agreed by a transmitting terminal and a

receiving terminal in order to restore an original data from the codes previously recognized and multiplied in the transmitting terminal. A channel estimator(104) calculates channel information of the signal transmitted from the transmitting terminal. A launch angle estimator(106) estimates a launch angle of the signal received from the channel estimator(104).

© KIPO 2002

if display of image is failed, press (F5)

(19) 대한민국특허청(KR) (12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl.	(11) 공개번호	특2002-0049358
H04B 7/02	(43) 공개일자	2002년 06월 26일
21) 출원번호	10-2000-0078515	
22) 출원일자	2000년 12월 19일	
71) 출원인	엘지전자 주식회사	
	대한민국	
	150-721	
	서울특별시 영등포구 여의도동 20번지 LG트윈타워	
72) 발명자	상동희	
	대한민국	
	151-018	
	서울특별시 관악구 신림8동 1664-13번지 103호	
77) 심사청구	없음	
54) 출원명	적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법	

요약

본 발명은 WCDMA용 기지국 시스템에 관한 것으로 특히, 적응 안테나 어레이가 설치된 기지국 시스템에서 실시간으로 채널 정보를 계산하여, 그 계산된 채널 정보를 신호 복원에 사용하고, 아울러 동시에 추출될 수 있는 특정 신호의 입사각 정보 및 웨이트 벡터를 산출하여 순방향 링크에서의 신호 전송을 위한 적응 어레이의 빔형성에 이용하도록 하는 적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법에 관한 것이다. 이와 같은 본 발명에 따른 빔형성 방법은 기준 안테나에 수신된 신호들의 방향 벡터를 추정하는 단계와; 상기 기준 안테나와 다른, 하나 이상의 안테나들에 수신된 신호들로부터 추정된 방향 벡터들 각각에서 상기 기준 안테나에서 추정된 방향 벡터에 포함된 위상 성분과, 채널 이득 성분들을 제거하여 입사각 성분들을 검출하는 단계와; 상기 검출된 입사각 성분들 중 적어도 하나 이상의 입사각 성분을 이용하여 웨이트 벡터를 추정하는 단계를 포함하여 이루어진다.

대표도

도 1

색인어

채널 정보, 위상 정보, 입사각, 웨이트 벡터

본세서

도면의 간단한 설명

- 도 1은 본 발명에 따른 채널 추정 방법을 설명하기 위한 블록 구성도.
- 도 2는 본 발명에 이용되는 역방향 신호의 생성 방법을 설명하기 위한 블록 구성도.
- 도 3은 본 발명에 따른 웨이트 벡터 추정 방법을 설명하기 위한 블록 구성도.

도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명

- 01 : 주파수 하향 변환기
- 02 : 저대역 통과 필터
- 03 : 역확산기
- 04 : 채널 추정기
- 05 : 입사각 추정기

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 WCDMA용 기지국 시스템에 관한 것으로 특히, 적응 안테나 어레이

가 설치된 고정식 시스템에서 실시간으로 채널 정보를 계산하여, 그 계산된 채널 정보를 신호 복원에 사용하고, 아울러 동시에 추출될 수 있는 특정 신호의 입사각 정보 및 웨이트 벡터를 산출하여 순방향 링크에서의 신호 전송을 위한 적응 어레이의 빔형성에 이용하도록 하는 적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법에 관한 것이다.

종래의 적응 안테나 어레이를 이용하여 원하는 신호(이하, 원신호로 칭함)의 입사각 정보를 추정하는 방법은, 입사 신호를 안테나 수에 해당하는 원소를 가지는 신호 벡터로 구성하여 그 신호 벡터의 자기 상관 행렬을 구한 다음, 이 자기 상관 행렬을 고유 분해(eigen decomposition)해서 고유벡터와 고유치를 구함으로써 이루어졌다.

즉, 종래의 기술은 수집된 공간상의 각도 정보를 포함하고 있는 안테나 어레이의 신호 벡터로부터 자기 상관 행렬을 구성한 후, 이 자기 상관 행렬로부터 고유 분해(Eigen Decomposition)를 실시하여 원하는 신호의 자기상관 행렬과 잡음의 자기상관 행렬로 분리하여 각각의 고유 벡터와 고유치를 구한다. 그리고, 상기 잡음의 고유 벡터들의 합을 구한 후, 잡음의 고유벡터들의 합을 분모로 하는 스펙트럼을 구하면(그래프에서 가로축은 신호의 입사각을 나타냄), 최대의 스펙트럼을 갖는 입사각으로부터 원하는 신호의 입사각을 추정할 수 있다는 성질을 이용하였다.

상기 입사각 추정 방법중 대표적인 예는 MUSIC (Multiple Signal Classification) 알고리즘이고, 이 기술은 "R. O. Schmidt Multiple emitter location and signal parameter estimation, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-34, pp. 276-280, 1986"에 상세히 설명되어 있다.

이하, 종래 기술에 따른 MUSIC 알고리즘을 이용한 이동 통신 시스템에서의 입사각 추정 방법을 상세히 설명하면 다음과 같다.

안테나 어레이를 사용할 경우 안테나 어레이의 안테나 개수를 N, 원신호 및 간섭 신호들을 포함하는 신호원의 개수를 d라고 할 때, m번째 안테나에서 수신된 신호는 다음 수학적 식 1과 같이 표시할 수 있다.

수학적 식 1

$$r_m(t) = \sum_{k=1}^d s_k(t) e^{j(m-1)\pi \sin \theta_k} + n_m(t)$$

여기서, $s_k(t)$ 는 기준 안테나에서 수신된 k번째 송신된 신호를, θ_k 는 k번째 신호의 입사각을, $n_m(t)$ 는 m 번째 안테나에서의 잡음 성분을, d는 안테나 어레이로 들어오는 신호의 개수를 나타낸다.

일반적으로, 안테나 어레이로 수신한 신호는 $\underline{x}(t) = A\underline{s}(t) + \underline{n}(t)$ 로 쓸 수 있는데, 이 때 $\underline{x}(t)$ 와 $\underline{n}(t)$ 는 $N \times 1$ 벡터로 다음 수학적 식 2와 같이 쓸 수 있다.

수학적 식 2

$$\underline{x}(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \cdots \ x_N(t)]^T$$

수학적 식 3

$$\underline{n}(t) = [n_1(t) \ n_2(t) \ \cdots \ n_N(t)]^T$$

상기 수학적 식 2와 수학적 식 3에서, T는 벡터 트랜스포즈(Transpose) 연산을 나타낸다.

상기 $\underline{s}(t)$ 는 $d \times 1$ 벡터로서 다음 수학적 식 4와 같다.

수학적 식 4

$$\underline{s}(t) = [s_1(t) \ s_2(t) \ \cdots \ s_d(t)]^H$$

한편, 상기 A는 $N \times d$ 행렬로써, 이 A를 구성하는 열벡터 $\underline{a}(\theta_k)$ ($k=1,2,\dots,d$)는 안테나 어레이의 방향 벡터로서 다음 수학적 식 5와 같이 나타낸다.

수학적 식 5

$$\underline{a}(\theta_k) = [1 \ e^{j\pi \sin \theta_k} \ \cdots \ e^{j(N-1)\pi \sin \theta_k}]^T$$

또한, 안테나 어레이의 자기 상관 행렬(R_x)은 신호 성분과 간섭 성분간의 상관에 없다고 가정할 때 수신 신호 $\underline{x}(t)$ 로부터 다음 수학적 식 6과 같이 쓸 수 있다.

수학적 식 6

$\langle x_i x_j^* \rangle = A S A^H + \sigma_n^2 I$ 이 때, 임의의 정수 i, j에 대해 $S(i,j) = E[s_i(t) s_j^*]$ (안테나 어레이의 수신신호의 기대값)이고, H는 허미션 연산을 나타내고, I는 항등 행렬을 나타내고, σ_n^2 은 잡음 성분에 대한 분산을 나타낸다.

상기 수학적 식 6은, 잡음 성분이 공간적으로 일양(white)하다고 가정하면, 신호 성분과 잡음 성분 각각의 고유치와 고유벡터를 계산하여 수신 신호의 자기 상관 행렬을 신호 성분의 고유벡터와 고유치로 이루어진 행렬과, 잡음 성분의 고유벡터와 고유치로 이루어진 행렬로 다음 수학적 식 7과 같이 분리할 수 있다.

학식 7

$$\mathbf{r}_s = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \sigma_n^2 \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H$$

이때, 행렬 \mathbf{U}_s 는 행렬 \mathbf{S} 의 각 신호의 고유벡터로 이루어진 행렬이고, $\mathbf{\Lambda}_s$ 는 행렬 \mathbf{S} 의 고유치로 이루어진 행렬이고, \mathbf{U}_n 는 잡음성분의 고유벡터들로 구성된 행렬이다. 한편, 상기 수학식 7로부터 신호의 개수를 고유치의 크기로부터 추정한다. 이는 잡음 성분의 고유치는 신호 성분의 고유치보다 훨씬 작은 성질을 이용하여 어떤 임계치보다 큰 고유치를 가진 성분은 신호 성분이라고 추정한다.

이 수학식 7로부터 안테나 어레이에 수신된 신호의 스펙트럼을 구하기 위한 식은 다음 수학식 8과 같다.

학식 8

$$p_s = \frac{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\theta)}$$

때, $\mathbf{a}(\theta)$ ($\theta = -90^\circ \sim 90^\circ$)는 특정 각도에서의 스펙트럼을 구하기 위한 안테나 어레이의 방향 벡터로 다음 수학식 9와 같다.

학식 9

$$\mathbf{a}(\theta) = [1 \ e^{j\pi \sin \theta} \ \dots \ e^{j(N-1)\pi \sin \theta}]^T \ (\theta = -90^\circ \sim 90^\circ)$$

와 같이 안테나 어레이에 수신된 신호의 입사각을 추정하는 것은, 스마트 안테나 시스템에서 신호의 파형 및 신호 성분을 추출해 내는데 매우 중요한 과정이다. 따라서, 고분해능(high resolution) 방향 추적 방법(입사각 추정 방법)이 요구되는데 특히, 고유치에 근간한 방법 중 MUSIC은 안테나 어레이로 수신된 신호의 자기 상관 행렬을 고유 분해(Eigen Decomposition)해야 하고 (만약 자기 상관 행렬이 풀 랭크[full rank]가 아닌 경우에는 SVD[Singular Value Decomposition]를 이용한 고유 분해를 해야 한다), 이 고유 분해에 의해 분리된 고유치와 고유 벡터들에 의해 생성된 스펙트럼상의 최대값들로부터 입사각을 추정해야 하기 때문에(MUSIC) 매우 많은 계산량이 요구된다.

한, 상기 추정된 입사각으로부터 다시 신호성분과 잡음성분의 고유치를 비교해 분리해야 하므로 번거로운 문제점이 있다.

한, 상기와 같은 MUSIC 알고리즘을 이용한 이동통신 시스템에서의 입사각 추정은, 단말기와 기지국간 이동 채널의 특성을 반영하지 않고 있어서, 이동채널 환경 변화에 따른 실시간적인 빔형성에 어려운 문제점이 있다. 즉, 단말기와 기지국간의 채널 상황은 단말기의 이동에 따라 수시로 변화하기 때문에, 채널 환경의 변화하는 정도를 적응 안테나 어레이가 설치된 기지국의 모델에 수시로 반영하여야 정확한 신호를 복원해 낼 수 있고, 이와 동시에 정확한 신호 입사각 정보 및 적응 어레이를 위한 웨이트 벡터를 구할 수 있다.

한, WCDMA 시스템에서는 레이크(RAKE) 수신기의 각 핑거(finger)에서 채널 정보를 각각 추출하도록 되어 있는데, 이를 위해서는 채널 정보 추정법이 달라져야 하고, 이것에 관해서는 아직 알려진 바가 없다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

라서, 본 발명의 목적은 이상에서 언급한 종래 기술의 문제점을 감안하여 안출한 것으로서, 안테나 어레이에 수신된 신호의 채널 정보들을 이용하여, 적은 계산량으로 웨이트 벡터를 추정하기 위한 적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법을 제공하기 위한 것이다.

발명의 다른 목적은, 안테나 어레이에 수신된 신호의 채널 정보들을 실시간으로 계산하여 웨이트 벡터 추정에 이용함으로써, 변화하는 통신 채널 환경에 따른 최적의 빔을 형성하기 위한 적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법을 제공하기 위한 것이다.

상과 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명의 일 특징에 따르면, 기준 안테나에 수신된 신호들의 방향 벡터를 추정하는 단계와; 상기 기준 안테나와 다른, 하나 이상의 안테나들에 수신된 신호들로부터 추정된 방향 벡터를 각각에서 상기 기준 안테나에서 추정된 방향벡터에 포함된 위상 분과, 채널 이득 성분들을 제거하여 입사각 성분들을 검출하는 단계와; 상기 검출된 입사각 성분들 중 적어도 하나 이상의 입사각 성분을 이용하여 웨이트 벡터를 추정하는 단계를 포함하여 이루어진다.

람직하게, 상기 웨이트 벡터의 추정은 임의의 한 개의 안테나에서 검출된 입사각 성분을 이용한다.

는, 상기 웨이트 벡터의 추정은 임의의 한 개의 안테나에서 소정의 구간동안 검출된 입사각 성분들의 평균값을 이용한다.

는, 상기 웨이트 벡터의 추정은 상기 검출된 입사각 성분들 중 둘 이상의 입사각 성분들의 평균값을 이용하기도 하며, 상기 평균값을 소정의 구간동안 산출하여, 이 평균값들의 합을 소정의 구간값으로 나눈 값을 이용하기도 한다.

기 한 개의 안테나에서 검출된 입사각 성분 또는 임의의 한 개의 안테나에서 소정의 구간동안 검출된 입사각 성분들의 평균값을 이용함에 있어, 상기 N개의 안테나 어레이들과, 상기 입사각 성분 θ_i 과, 0부터 N-1까지 증가하는 안테나 어레이 인덱스 n에 대하여, 상기 웨이트 벡터(\mathbf{w})

$$\mathbf{w} = \frac{1}{\sqrt{N}} [1 \ e^{j\pi \sin(\theta_1)} \ \dots \ e^{j(N-1)\pi \sin(\theta_i)}]^T$$

관계에 의해 추정된다.

람직하게, 상기 방향 벡터의 추정은 전용 물리 제어 채널(DPCCH)을 통하여 수신된 신호의 역확산된 신호로부터 추정되며, 상기 전용 물리 제어 채널(DPCCH)로부터 추정된 방향 벡터를 전용 물리 데이터 채널(DPDCH)의 방향 벡터로도 이용된다.

상기 기준 안테나를 포함하는 안테나들 M 개 거리 이내에 각각 배치되는데, 상기 안테나 M 개 거리 이상으로 배치되는 경우에, 모든 안테나들에 대한 방향 벡터 성분을 추정하는 단계와, 상기 추정된 방향 벡터의 허미션 연산을 하여 웨이트 벡터를 추정하는 단계를 포함하여 이루어진다. 이때, 상기 방향 벡터 성분은 적어도 한 번 이상의 스냅 샷들에서 추정된 방향 벡터 성분들의 평균값으로부터 추정되며, 상기 스냅샷 회수는 미리 설정되어 있거나, 신호가 전송되는 통신 환경의 변화정도에 따라 시스템에 의해 제어된다.

발명의 구성 및 작용

이하 본 발명의 바람직한 일 실시 예에 따른 구성 및 작용을 첨부된 도면을 참조하여 설명한다.

도 1은 본 발명에 따른 채널 추정 방법을 설명하기 위한 블록 구성도이다.

도 1을 참조하면, 광대역 코드 분할 다중 접속(Wideband Code Division Access System : WCDMA) 시스템에서 수신된 신호의 입사각 추정은, 수신된 신호를 기저대역 신호로 변환하는 주파수 하향 변환기(frequency down converter)(101)와, 상기 기저 대역의 신호중 고주파 대역 신호를 필터링하는 저대역 통과 필터(low pass filter)(102)와, 송신단과 수신단에서 약속된 코드(채널 코드[channlization code] 및 스크램블링 코드[scrambling code])를 미리 알고 송신단(단말기)에서 미리 곱하여진 코드들로부터 원래의 데이터를 복원시키기 위해, 약속된 코드를 곱하는 적확산기(despreader)(103)와, 그리고 상기 송신단으로부터 전송된 신호의 채널 정보를 계산하기 위한 채널 추정기(104)와, 상기 채널 추정기(104)로부터 상기 수신된 신호의 입사각을 추정하기 위한 입사각 추정기(105)로 구성된다.

이상과 같은 구성에 의하여 수신된 신호의 입사각을 추정하는 과정을 설명하기에 앞서, 상기 송신단에서 보내고자 하는 데이터를 확산시키는 과정을 먼저 설명하기로 한다.

상기 송신단은 도 2에 도시된 바와 같이 채널 코드 및 스크램블링 코드를 보내고자 하는 데이터에 곱해서 수신단에 전송한다.

도 2에서, c_d , c_c 는 DPDCH 및 DPCCH의 채널 코드를 나타내고, s_{dpch}

는 DPCH(DPDCH와 DPCCH를 총칭)를 위한 스크램블링 코드를 나타낸다.

즉, 송신단은 역방향 전용 물리 제어 채널(Dedicated Physical Control Channel : DPCCH) 및 전용 물리 데이터 채널(Dedicated Physical Data Channel : DPDCH)의 확산(spreading) 방법으로, 수신단에 보내고자 하는 데이터를 I 성분과 Q 성분으로 나누어, I 성분 중 보내고자 하는 DPCH에 해당하는 채널 코드($c_{d,1}$, $c_{d,3}$, $c_{d,5}$)와 채널 이득(β_d)을 각각 곱하여 합성하고, Q 성분중 보내고자 하는 DPDCH에 해당하는 채널 코드($c_{d,2}$, $c_{d,4}$, $c_{d,6}$)와 채널 이득(β_d) 또는 DPCCH에 해당하는 채널 코드(c_c)와 채널 이득(β_c)을 각각 곱하여 합성한다.

상기 채널 코드 및 채널 이득을 곱하여 생성된 I 성분 Q 성분은 합성되어, 스크램블링 코드(s_{dpch})가 곱해져 이하 수학식 10과 같이 나타내어진다.

수학식 10

$$s(t) = [b_i^d(t) + jb_q^d(t)]\beta_d + jb_q^c(t)c_c(t)\beta_c]s_{dpch}(t)$$

이때, $b_i^d(t)$, $b_q^d(t)$ 는 특정 사용자의 DPDCH의 I(Inphase)와, Q(Quadrature)의 데이터 성분을 각각 나타내고, $b_q^c(t)$ 는 DPCCH의 Q 성분을, β_d, β_c 는 DPCH의 채널 이득을 각각 나타낸다. 도 2에서 보듯이 DPCCH는 DPCH의 Q 성분에만 전송하는 것으로 되어 있다. $s_{dpch}(t)$ 는 DPCH 전체의 스크램블링 코드를 나타낸다.

따라서, 본 발명에서는 상기 수학식 10의 단말기가 기지국으로 전송한 역방향 채널의 신호를 역확산하고, 원래의 전송 신호를 복원하면서 채널 정보 및 특정 사용자의 입사각을 추정하기 위하여 다음과 같은 절차를 수행하도록 한다.

송신단(단말기)이, 적응 어레이가 설치된 기지국으로 신호를 전송하는 경우에, 통신 채널 환경의 변화로 인해 신호의 페이딩(fading) 현상이 단말기와 기지국 간 채널에 의해 발생하는데 이것을 수식으로 나타내면 다음 수학식 11과 같다.

수학식 11

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \underline{a}_l(\theta_l) \delta(t - \tau_l)$$

이때, $\underline{a}_l(\theta_l)$ 는 적응 어레이의 어레이 수신 방향 벡터로 $[a_{l1}, a_{l2}, \dots, a_{lN}]^T$ 로 쓸 수 있고, 안테나 어레이가 선형 어레이이며 그 안테나 간의 거리가 수신하는 신호 파장의 반파장에 해당한다고 가정하면 그 각각의 성분은 다음 수학식 12와 같이 쓸 수 있다.

수학식 12

$$a_{ln} = \sum_{v=1}^V \alpha_{lv}(t) * [e^{j[\phi_{lv} + (n-1)\pi \sin(\theta_l + \eta_{lv}\Delta)]}]$$

이때, n 은 적응 어레이의 안테나 인덱스를 나타낸다.

상기 수학식 12는, 단말기가 송신한 신호가 기지국에 도착하기까지 L 개의 주요 경로를 거쳐서 전송되고, 아울러 그 각각의 주요 경로는 Δ 만큼의 각도 퍼짐을 가지는 V 개의 세부 경로로 전송되는 것을 의미한다. 수학식 11과 수학식 12에서 L 개의 주요 경로가 각각 τ_l 만큼의 시간 지연을 가지는 것으로 가정하였고, 그 각각의 주요 경로는 입사각 θ_l



로 안테나 어레이가 설치된 기지국으로 입사하며, 그 각각의 경로는 V 개의 세부

경로가 $\alpha_{\nu}(t)$ 의 경로 이득을 가지고, $\eta_{\nu}\Delta$ 만큼의 각도 퍼짐을 가지는 것으로 가정하였다. 아울러 η_{ν} 는 각도 퍼짐의 정도를 결정짓는 하나의 변수이다. φ_{ν} 는 안테나 어레이의 기준 안테나에서의 단말기와 기지국간 채널 환경으로 인한 위상편이 정도를 나타낸다.

상기 수학적 식 12에서 n 번째 안테나에 대해서 세부 경로를 모두 합한 값으로 다시 간단히 표현하면 다음 수학적 식 13과 같이 쓸 수 있다.

수학적 식 13

$$r_{in} = \chi_i(t) * [e^{j[\gamma_i + (n-1)\pi \sin(\theta_i)]}]$$

이때, 상기 수학적 식 13과 같이 표현하기 위해서, 본 발명은 안테나 어레이의 각 안테나가 충분히 가까이 있어서 기준 안테나에서의 채널 정보를 다른 안테나에서도 그대로 사용할 수 있다고 가정한다.

기지국 적응 안테나 어레이가 설치된 기지국 모델에서 추정해야 하는 채널 정보는 각 주요 경로의 채널 이득의 크기를 나타내는 $\chi_i(t)$, 각 주요 경로의 채널 이득의 위상 정보를 나타내는 $\gamma_i(t)$ 이고, 적응 어레이에서 필요한 신호의 입사각은 각 주요 경로의 적응 안테나 어레이가 설치된 기지국의 입사각인 $\theta_i(t)$ 를 추정하면 되는 것이다.

따라서, 상기 수학적 식 15에 근거하여, 각 안테나에서 스크램블링 코드 및 채널 코드를 제거한 신호를 각 안테나에서의 채널 정보 및 입사각 정보 포함한 DPCCH, DPDCH에 대해, 상기 수학적 식 10은 다음 수학적 식 14와, 수학적 식 15와 같이 나누어 표현할 수 있다.

수학적 식 14

$$DPCCH = [\chi_i e^{j\gamma_i} \cdot \cdot \cdot \chi_i e^{j[\gamma_i + (N-1)\pi \sin(\theta_i)]}] b_q^c(t)$$

수학적 식 15

$$DPDCH = [\chi_i e^{j\gamma_i} \cdot \cdot \cdot \chi_i e^{j[\gamma_i + (N-1)\pi \sin(\theta_i)]}] [(b_i^d(t) + jb_q^d(t))]$$

이때, DPCCH, DPDCH에 대한 각각의 이득인 β_d 와 β_c 를 수신단이 미리 알고 있어, 그 이득을 수신단(기지국)에서 조정하였음을 가정한다.

한편, 상기 DPCCH의 채널 코드 및 스크램블링 코드는, 송신단(단말기)과 수신단(기지국)에서 그 심볼 값을 서로 약속하여 알고 있기 때문에 채널의 변화 정도를 추정하는데 도움을 준다. 따라서, 채널 정보는 서로 약속된 심볼들을 수신단에서 곱하여서 DPCCH로부터 추정하고, 그 추정된 정보를 DPDCH에도 적용하는 방법을 이용한다.

상기 수학적 식 13은 이하 수학적 식 16과 같이 다시 표현할 수 있다.

수학적 식 16

$$r_{in} = [\chi_i(t) e^{j\gamma_i}] * [e^{j(n-1)\pi \sin(\theta_i)}]$$

이때, 상기 수학적 식 16의 $[\chi_i(t) e^{j\gamma_i}]$ 는, 상기 수학적 식 13에서 가정하였듯이, 기준 안테나에서의 추정할 수 있는 채널 정보로서, 안테나 어레이의 안테나 사이의 간격이 충분히 작아서 기준 안테나에서 추정된 채널 정보를 다른 안테나에서도 그대로 사용할 수 있다.

기준 안테나(여기서는 안테나 어레이의 첫 번째 안테나라고 가정함)에서 수신한 신호는 안테나 어레이에서 신호가 제일 먼저 도착하므로, 기준 안테나와 마찬가지로 방향 정보를 포함하고 있지 않다. 따라서, 기준 안테나에서 $[\chi_i(t) e^{j\gamma_i}]$ 를 그대로 추정 가능하고, 이 정보를 가지고 다

과 같이 원하는 신호의 입사각을 추정할 수 있다.

즉, 기준 안테나를 제외한 각 안테나에서 추정된 채널 정보에는, 기준 안테나에서 추정할 수 있는 단말기와 기지국간 채널에 의해 신호 페이딩(fading) 효과가 반영된 $[\chi_i(t) e^{j\gamma_i}]$ 와, 안테나 어레이에서만 발생하는 신호의 입사각 정보인 $[e^{j(n-1)\pi \sin(\theta_i)}]$ 가 동시에 존재하므로, 기준

안테나에서 추정된 $[\chi_i(t) e^{j\gamma_i}]$ 만큼을 기준 안테나를 제외한 각 안테나에서 제거하면 $[e^{j(n-1)\pi \sin(\theta_i)}]$ 를 추정할 수 있게 된다.

그리고, 실제 측정해야 하는 정보인 $\theta_i(t)$ 는 앞에서 언급한 바와 같이 주로 경로 안에 수 개의 세부 경로가 각도 퍼짐을 가지고 분포하고 있기 때문에, 매 스냅 샷마다 어느 정도의 변동이 있을 수 있으므로, 각 안테나에서 측정된 값을 평균을 취하거나, 특정 구간의 스냅샷 동안, 한 개의 안테나 또는 각 안테나에서 측정된 값을 평균한 값을 특정 구간만큼의 합을 특정 구간으로 나누어 평균을 취할 수 있다. 따라서, 이

$e^{j(n-1)\pi \sin(\theta_i)}$ 에서 입사각(θ_i)을 추정하기 위한 방법은 다음과 같이 정확도와 계산량, 그리고 계산량에 의한 지연을 고려하여 다음과 같이 세 개의 방법으로 요약할 수 있다.

첫째, 기준 안테나에서 단말기와 기지국간 채널에 의해 신호 페이딩 효과가 반영된 $[\chi_i(t) e^{j\gamma_i}]$ 를 추정한 후, 이 기준 안테나를 제외한 다른 안테나의 임의의 안테나에서 추정된 값인 $[\chi_i(t) e^{j\gamma_i}] * [e^{j(n-1)\pi \sin(\theta_i)}]$ 에서 상기 기준 안테나에서 추정된 값인 $[\chi_i(t) e^{j\gamma_i}]$

II $\theta_l(t)$ 를 추정하는 방법이다.

첫째, 기준 안테나에서 단말기와 기지국간 채널에 의해 신호 페이딩 효과가 반영된 $[\chi_l(t)e^{j\gamma_l}]$ 를 추정한 후, 이 기준 안테나를 제외한 다른 $N-1$ 개의 안테나에서 각각 추정된 값인 $[\chi_l(t)e^{j\gamma_l}] * [e^{j(n-1)\pi \sin(\theta_l)}]$ 에서 상기 기준 안테나에서 추정된 값인 $[\chi_l(t)e^{j\gamma_l}]$ 를 제거하여 각각 구한 $N-1$ 개 중 두 개 이상의 $\theta_l(t)$ 의 합을 평균을 취하여 평균된 $\theta_l(t)$ 를 추정하는 방법이다. 이때, 더 정확한 값을 추정하기 위하여 $N-1$ 개의 $\theta_l(t)$ 값들을 합하여 평균하는 것이 바람직하다.

둘째, 특정 구간 동안의 스냅샷동안 상기 첫째, 둘째 방법을 이용하여 $\theta_l(t)$ 을 구한 후, 이 특정 구간에서 구해진 $\theta_l(t)$ 들의 합을 특정 구간으로 나누어 평균을 취하는 방법이다.

이상과 같이 각 안테나에서 추정된 채널 정보는 도 3에 도시된 바와 같은 구성을 갖고, 순방향 빙형성을 위한 웨이트 벡터를 산출한다.

3을 참조하면, 광대역 코드 분할 다중 접속(Wideband Code Division Access System : WCDMA) 시스템에서 수신된 신호로부터 순방향 빙형성을 위한 웨이트 벡터 산출하는 것은, 수신된 신호를 기저대역 신호로 변환하는 주파수 하향 변환기(frequency down converter)(201)와, 상기 기저 대역의 신호중 고주파 대역 신호를 필터링하는 저대역 통과 필터(low pass filter)(202)와, 송신단과 수신단에서 약속된 코드(채널 코드[channelization code] 및 스크램블링 코드[scrambling code])를 미리 알고 송신단(단말기)에서 미리 곱하여진 코드들로부터 원래의 데이터를 복원시키기 위해, 약속된 코드를 곱하는 역확산기(despreader)(203)와, 그리고 상기 송신단으로부터 전송된 신호의 채널 정보 및 신호의 입사각을 산출하기 위한 채널 추정기(204)와, 상기 채널 정보 및 신호의 입사각으로부터 순방향 빙형성을 위한 웨이트 벡터를 추정하기 위한 웨이트 벡터 추정기(205)로 구성된다.

이상과 같은 구성에 의하여, 앞서 설명한 절차에 의하여 각 안테나에서 추정된 채널 정보($\chi_l(t), \gamma_l(t)$) 및 원신호의 입사각 정보($\theta_l(t)$)를 이용하여, 적응 안테나 어레이를 위한 웨이트 벡터는 다음과 같이 추정된다.

즉, 채널 정보와 함께 추정된 입사각 정보인 $\theta_l(t)$ 로부터 다음 수학식 17과 같이 웨이트 벡터를 구할 수 있다.

수학식 17

$$\underline{w} = \frac{1}{\sqrt{N}} [1 e^{j\pi \sin(\theta_1)} \dots e^{j(N-1)\pi \sin(\theta_1)}]$$

이때, N 은 적응 어레이 안테나의 전체 개수이다.

한편, 앞서 전제한 바와는 다르게, 안테나간의 거리가 충분히 작지 않고 어느 정도의 거리를 유지한다면, 기준 안테나에서 추정한 채널 정보는, 이 기준 안테나를 제외한 다른 안테나에서 그대로 사용할 수 없게 된다. 이는 각 안테나에 도달하는 주요 경로의 채널 이득 및 위상 정보가 각각 다를 수 있으므로, 각 안테나에서 추정된 채널 정보 및 위상 정보가 달라지기 때문이다. 또한, 기준 안테나에서 추정한 채널 정보를 다른 안테나에서 사용할 수 없기 때문에 채널 정보와 원하는 신호의 입사각을 따로 추정하기가 곤란하다.

따라서, 각 안테나간 거리가 충분히 작지 않고, 소정의 거리를 유지한다면, 상기 수학식 14와, 수학식 15는 다음 수학식 18과, 수학식 19로 다시 표현되어질 수 있다.

수학식 18

$$\text{PCCH} = [\chi_{l,1} e^{j\gamma_{l,1}} \dots \chi_{l,N} e^{j[\gamma_{l,N} + (N-1)\pi \sin(\theta_{l,N})]}] \underline{b}_q^c(t)$$

수학식 19

$$\text{PDCH} = [\chi_{l,1} e^{j\gamma_{l,1}} \dots \chi_{l,N} e^{j[\gamma_{l,N} + (N-1)\pi \sin(\theta_{l,N})]}] [(b_i^d(t) + jb_q^d(t))]$$

이때, 본 발명은 상기 수학식 18 또는 수학식 19의 채널 정보와 원하는 신호의 입사각 정보가 포함된 벡터인

$[\chi_{l,1} e^{j\gamma_{l,1}} \dots \chi_{l,N} e^{j[\gamma_{l,N} + (N-1)\pi \sin(\theta_{l,N})]}]$ 를 구하기 위해, 먼저, DPCH에서 미리 알고 있는 DPCH용 코드(채널 코드 및 스크램블링 코드)를 곱한다. 역시 이 경우에도 채널 정보는 송.수신단간 서로 약속된 심볼(채널 코드 및 스크램블링 코드)을 수신단에서 곱하여서 DPCH에서 추정하고, 이 추정된 정보를 DPDCH에도 적용하는 방식을 이용한다.

수학식 20

$$\underline{a} = [\chi_{l,1} e^{j\gamma_{l,1}} \dots \chi_{l,N} e^{j[\gamma_{l,N} + (N-1)\pi \sin(\theta_{l,N})]}]$$

이 수학식 20의 \underline{a} 벡터는 안테나 어레이에서 각 안테나에서 추정한 채널 정보 및 입사각 정보를 모두 포함하고 있으므로, 이 \underline{a} 벡터의 허미(Hermitian) 연산을 취하면, 안테나 어레이에서 계산하고자 하는 웨이트 벡터를 바로 추정할 수 있다. 즉, 채널 정보 및 입사각 정보를 따로 추정할 수 없으나 웨이트 벡터는 다음 수학식 21과 같이 바로 구할 수 있다.

수학식 21

$$\underline{w} = \underline{a}^H$$

이때, 좀 더 정확한 웨이트 벡터를 추정하기 위해, 상기 수학식 20에서의 벡터는 이하 수학식 22와 같이 구해지기도 한다.

수학식 22

$$\underline{a} = \left[\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\chi_{I,1})_k e^{j(\gamma_{I,1})_k} \cdot \cdot \cdot \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\chi_{I,N})_k e^{j[(\gamma_{I,N})_k + (N-1)\pi \sin((\theta_{I,N})_k)]} \right]$$

즉, 상기 수학식 22의 경우, 수학식 20과 같이 매 번의 스냅샷에서 웨이트 벡터를 갱신하는 것이 아니라, 현재 스냅샷에서 지난 K번의 스냅샷에서의 추정값들의 평균을 각 안테나에서 실시하여 구하는 방법이다. 상기 수학식 22의 경우와 같이 웨이트 벡터를 추정하는 방법은, 매 번의 스냅샷에서의 추정보다 좀 더 정확한 값에 가까운 웨이트 벡터를 구할 수 있다. 이때, 평균을 취하는 과거 K개의 벡터의 개수는 이동체의 속도 및 채널의 변화정도를 고려하여 수신단에서 미리 설정하거나, 적응적으로 변화하도록 해야한다. 즉, 이동체의 속도가 빠른 경우에는 웨이트 벡터의 추정치도 빠르게 갱신되어야 하므로, 평균을 취하는 구간이 짧아야 그 변화정도를 신속히 반영할 수 있고, 이동체의 속도가 충분히 느린 경우에는 좀 더 긴 구간에서 평균을 취하는 것이 바람직하다고 하겠다. 아울러 채널의 변화의 정도가 빠른 경우에도 그 채널의 변화의 정도에 민감하게 반응하여야 하므로 평균의 기간이 짧아야 하고 채널이 천천히 변화하는 경우에는 그만큼 많은 구간동안 평균을 취하는 것이 성능 향상에 도움이 될 것이다.

발명의 효과

1상의 설명에서와 같이, 본 발명은, WCDMA 용 스마트 안테나 시스템이 구비된 이동통신 시스템에서 반드시 필요한 채널 정보 추정을 통해 채널 정보 추정과 동시에 원하는 신호의 입사각을 추정하고, 부가적으로 이 채널 정보 및 입사각을 이용하여 적응 안테나 어레이 시스템에서의 빔형성을 위한 웨이트 벡터를 추정함으로써, 변화하는 통신 채널 환경이 반영된 최적의 빔을 형성할 수 있는 효과가 있다. 또한, 웨이트 벡터를 계산하는데 있어 채널 정보를 각 안테나에서 추정함과 동시에 원하는 신호의 입사각 및 웨이트 벡터를 추정할 수 있어 그 계산량도 현저히 줄인 효과가 있으며 WCDMA 용 스마트 안테나 시스템에 있어 채널 정보 계산에 관해 아직 알려지지 않은 점을 감안 본 고안의 효과는 매우 크다고 하겠다.

이상 설명한 내용을 통해 당업자라면 본 발명의 기술 사상을 일탈하지 아니하는 범위에서 다양한 변경 및 수정이 가능함을 알 수 있을 것이다.

따라서, 본 발명의 기술적 범위는 실시예에 기재된 내용으로 한정하는 것이 아니라 특허 청구 범위에 의해서 정해져야 한다.

57) 청구의 범위

청구항 1.

기준 안테나에 수신된 신호들의 방향 벡터를 추정하는 단계와;

상기 기준 안테나와 다른, 하나 이상의 안테나들에 수신된 신호들로부터 추정된 방향 벡터들 각각에서 상기 기준 안테나에서 추정된 방향벡터에 포함된 위상 성분과, 채널 이득 성분들을 제거하여 입사각 성분들을 검출하는 단계와;

상기 검출된 입사각 성분들 중 적어도 하나 이상의 입사각 성분을 이용하여 웨이트 벡터를 추정하는 단계와;

상기 추정된 웨이트 벡터를 이용하여 빔을 형성하는 단계를 포함하여 이루어지는 것을 특징으로 하는 적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법.

청구항 2.

제1항에 있어서, 상기 웨이트 벡터의 추정은 임의의 한 개의 안테나에서 검출된 입사각 성분을 이용하는 것을 특징으로 하는 적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법.

청구항 3.

제2항에 있어서, 상기 웨이트 벡터의 추정은 임의의 한 개의 안테나에서 소정의 구간동안 검출된 입사각 성분들의 평균값을 이용하는 것을 특징으로 하는 적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법.

청구항 4.

제1항에 있어서, 상기 웨이트 벡터의 추정은 상기 검출된 입사각 성분들 중 둘 이상의 입사각 성분들의 평균값을 이용하는 것을 특징으로 하는 적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법.

청구항 5.

제4항에 있어서, 상기 웨이트 벡터의 추정은 상기 평균값을 소정의 구간동안 산출하여, 이 평균값들의 합을 소정의 구간값으로 나눈 값을 이용하는 것을 특징으로 하는 적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법.

청구항 6.

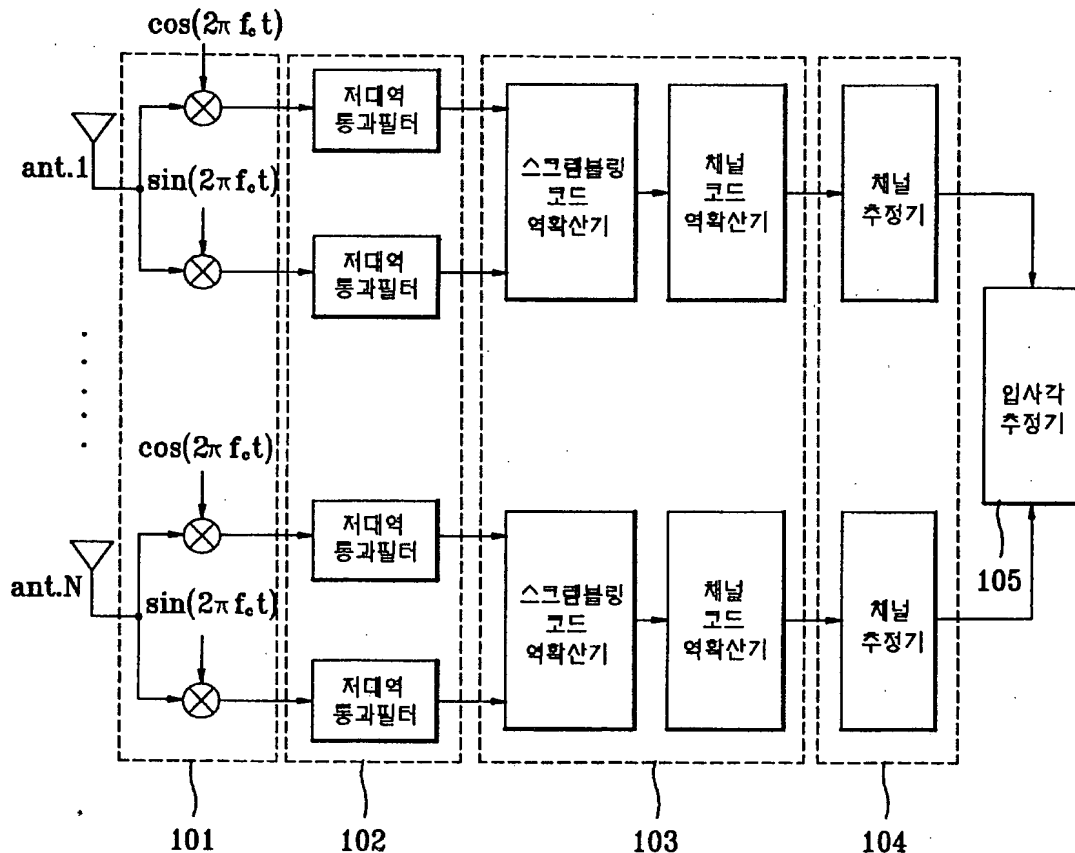
제2항 또는 제4항에 있어서, N개의 안테나 어레이들과, 상기 입사각 성분 θ_i 과, 0부터 N-1까지 증가하는 안테나 어레이 인덱스 n에 대하여,

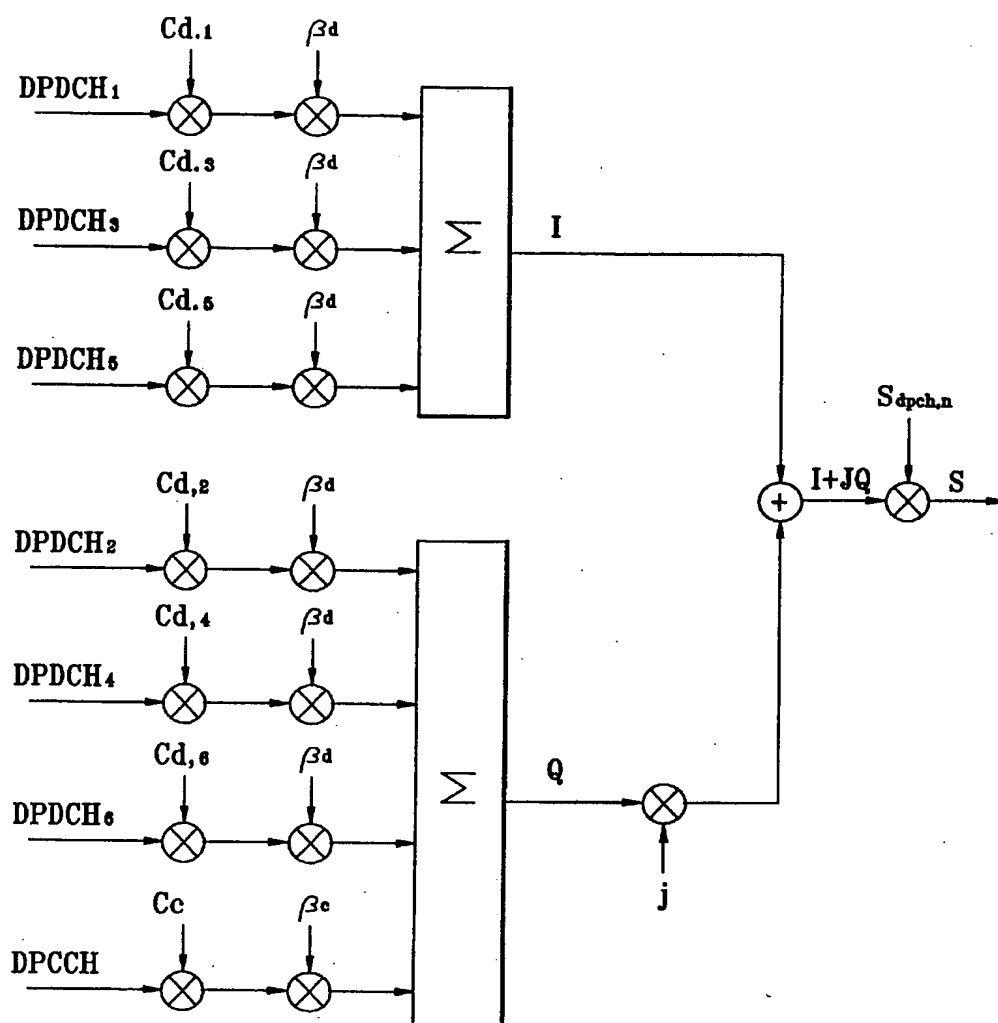
상기 웨이트 벡터(\underline{w})는, "
$$\underline{w} = \frac{1}{\sqrt{N}} [1 e^{j\pi \sin(\theta_1)} \cdot \cdot \cdot e^{j(n-1)\pi \sin(\theta_1)}]$$
"관계에 의해 추정되는 것을 특징으로 하는 적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법.

- 구항 7.
11 항에 있어서, 상기 방향 벡터의 추정은 전용 물리 제어 채널(DPCCH)을 통하여 수신된 신호의 역확산된 신호로부터 추정되는 것을 특징으로 하는 적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법.
- 구항 8.
16 항에 있어서, 상기 전용 물리 제어 채널(DPCCH)로부터 추정된 방향 벡터를 전용 물리 데이터 채널(DPDCH)의 방향벡터로도 이용되는 것을 특징으로 하는 적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법.
- 구항 9.
11 항에 있어서, 상기 기준 안테나를 포함하는 안테나들은 임계 거리 이내에 각각 배치되는 것을 특징으로 하는 적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법.
- 구항 10.
19 항에 있어서, 상기 안테나들이 임계 거리 이상으로 배치되는 경우에, 모든 안테나들에 대한 방향 벡터 성분을 추정하는 단계와;
가 추정된 방향 벡터의 허미션 연산을 하여 웨이트 벡터를 추정하는 단계를 포함하여 이루어지는 것을 특징으로 하는 적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법.
- 구항 11.
10 항에 있어서, 상기 방향 벡터 성분은 적어도 한 번 이상의 스냅 샷들에서 추정된 방향 벡터 성분들의 평균값으로부터 추정되는 것을 특징으로 하는 적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법.
- 구항 12.
11 항에 있어서, 상기 스냅샷 회수는 미리 설정되어 있거나, 신호가 전송되는 통신 환경의 변화정도에 따라 시스템에 의해 제어되는 것을 특징으로 하는 적응 안테나 어레이를 이용한 이동통신 시스템에서의 빔형성 방법.

면

도면 1





도면 3

